

日本国特許庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

JCE82 U.S. PTC
09/639091
08/16/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application:

1999年 9月13日

出願番号
Application Number:

平成11年特許願第259316号

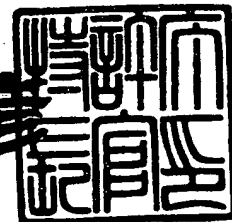
出願人
Applicant(s):

富士通株式会社

2000年 4月21日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近藤 隆彦



出証番号 出証特2000-3029954

【書類名】 特許願

【整理番号】 9902404

【提出日】 平成11年 9月13日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/22

【発明の名称】 復調方法および復調装置

【請求項の数】 5

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

【氏名】 大石 昇治

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】 100104190

【弁理士】

【氏名又は名称】 酒井 昭徳

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 041759

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9906241

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 復調方法および復調装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 P S K 変調された変調信号から準同期検波方式によって得られた I チャンネル信号および Q チャンネル信号を復調する復調方法において、

キャリア再生回路に入力される I チャンネル側の信号 (S_I' 信号) および Q チャンネル側の信号 (S_Q' 信号) からシンボル振幅を演算し、演算したシンボル振幅と所定の基準振幅との差分を歪み信号として出力する歪み検出ステップと、

前記歪み信号に基づいて、直交する 2 つの正弦波を生成する正弦波生成ステップと、

前記 2 つの正弦波の一方に基づいて定まる第 1 の歪み補正係数と前記 S_I' 信号とを乗算して第 1 の乗算結果を取得するとともに、前記 2 つの正弦波の他方に基づいて定まる第 2 の歪み補正係数と前記 S_Q' 信号とを乗算して第 2 の乗算結果を取得し、前記第 1 の乗算結果と第 2 の乗算結果とを加算した結果を新たな前記 S_Q' 信号として前記キャリア再生回路に入力する歪み補正ステップと、

を含んだことを特徴とする復調方法。

【請求項 2】 P S K 変調された変調信号から準同期検波方式によって得られた I チャンネル信号および Q チャンネル信号を復調する復調方法において、

ベースバンド信号に同期したタイミングで信号を抽出するタイミング再生回路に入力される I チャンネル側の信号 (S_I 信号) と、Q チャンネル側の信号 (S_Q 信号) との間の差分を演算する振幅差比較ステップと、

前記 S_I 信号または S_Q 信号のうちのいずれか一方の信号を、前記振幅差比較ステップにおいて演算された差分に基づいた利得で増幅し、該増幅結果を前記一方の信号に代えて前記タイミング再生回路に入力する増幅ステップと、

を含んだことを特徴とする復調方法。

【請求項 3】 P S K 変調された変調信号から準同期検波方式によって得られた I チャンネル信号および Q チャンネル信号を復調する復調装置において、

前記変調信号を固定発振周波数に基づいて直交検波することで取得した I チャンネル側の信号 (S_I' 信号) と Q チャンネル側の信号 (S_Q' 信号) を、両信号間の位

相差を補正するための帰還ループから得られる 2 つの正弦波信号を用いて複素乗算することにより、前記 I チャンネル信号および Q チャンネル信号の復調をおこなうキャリア再生手段と、

前記 S_I' 信号および S_Q' 信号により示されるシンボル振幅を演算し、演算したシンボル振幅と所定の基準振幅との差分を歪み信号として出力する歪み検出手段と、

前記歪み信号を平滑化するフィルタ手段と、

前記フィルタ手段から出力される信号に基づいて、直交する 2 つの正弦波を発生する正弦波発生手段と、

前記正弦波発生手段により発生した 2 つの正弦波の一方を示す信号と前記 S_I' 信号とを乗算して第 1 の乗算結果を取得するとともに、前記 2 つの正弦波の他方を示す信号と前記 S_Q' 信号とを乗算して第 2 の乗算結果を取得し、前記第 1 の乗算結果と第 2 の乗算結果とを加算した結果を前記 S_Q' 信号に代えて前記キャリア再生回路に入力する歪み補正手段と、

を備えることを特徴とする復調装置。

【請求項 4】 前記歪み検出手段は、前記 S_I' 信号および S_Q' 信号により示されるシンボルが、I Q 空間上において、PSK 変調方式の位相数に応じて採り得るシンボル位置の各々を中心とした複数の特定領域のいずれに位置するかを判定する領域判定手段を備え、

前記領域判定手段の判定結果に応じて前記歪み信号の符号を反転させることを特徴とする請求項 3 に記載の復調装置。

【請求項 5】 PSK 変調された変調信号から準同期検波方式によって得られた I チャンネル信号および Q チャンネル信号を復調する復調装置において、

前記変調信号を固定発振周波数に基づいて直交検波することで取得した I チャンネル側の信号 (S_I 信号) と Q チャンネル側の信号 (S_Q 信号) をデジタル変換して、両信号の各々のサンプル信号を出力する A/D 変換手段と、

前記 A/D 変換手段から出力された前記 S_I 信号のサンプル信号および S_Q 信号のサンプル信号を、ベースバンド信号に同期したタイミングで抽出して出力するタイミング再生手段と、

前記 S_I 信号のサンプル信号と S_Q 信号のサンプル信号の差分を演算する振幅差比較手段と、

前記振幅差比較手段において演算された差分を示す信号を平滑化するフィルタ手段と、

前記 S_I 信号のサンプル信号または S_Q 信号のサンプル信号うちのいずれか一方の信号を、前記フィルタ手段から出力される信号に応じた利得で増幅し、該増幅結果を新たな前記一方の信号に代えて前記タイミング再生手段に入力する増幅手段と、

を備えることを特徴とする復調装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ディジタル衛星放送等のディジタル通信技術において、P S K (Phase Shift Keying) 変調された変調信号を固定発振周波数で直交検波することで I, Q チャネル信号を復調する復調方法および復調装置に関し、特に、準同期直交検波回路の検波処理において生じる I, Q チャネル信号の直交歪みやアンバランスな振幅増幅を補正し、復調特性の劣化を低減させる復調方法および復調装置に関する。

【 0 0 0 2 】

近年の趨勢であるディジタル化は、音響機器や映像機器を代表とする情報家電への浸透も深く、I C (集積回路) 開発の発展と、通信とコンピュータの融合するマルチメディア化とが契機となって、電子機器間との情報交換を容易にしている。特に、情報家電の勇であるテレビジョン放送のディジタル化、すなわちディジタル・テレビジョン技術は、映像・音声信号の信号処理、伝送、記録、変換等の幅広いテレビジョン技術を単にディジタル処理するのではなく、データ圧縮、符号誤り訂正等のあらゆるディジタル技術を駆使した総合技術である。

【 0 0 0 3 】

また、ディジタル・テレビジョン放送は、I T U (国際電気通信連合) で標準方式として採用された動画の圧縮技術である M P E G 2 の技術が背景にあり、双

方向データ放送などを含む総合デジタル放送と、帯域圧縮による多チャンネル化とを容易に可能にする。したがって、デジタル・テレビジョン技術において高品位な放送を実現させるためには、従来のアナログ・テレビジョン技術から継承される I, Q チャンネル信号をいかに高い再現性で復調するかが望まれ、特に、テレビジョン衛星放送のように、変調された信号を、衛星を介して無線通信により伝送する場合には、搬送波として電波（搬送波）を利用しているために、気象その他の影響により伝送空間の伝送路としての品質が低下し、受信状態が悪化する場合があり、復調装置においてその復調処理の信頼度・安定度の向上が求められている。

【0004】

【従来の技術】

図10は、従来の復調装置の概略構成を示すブロック図である。特に、図10に示す復調装置100は、4相PSK（以下、QPSKと称する）で変調された変調信号を復調する装置である。図10において、復調装置100は、いわゆるチューナである準同期直交検波回路110と、A/D変換器131および132と、タイミング再生回路134と、振幅比較器136と、ループフィルタ138と、キャリア再生回路140と、から構成される。

【0005】

ここで、準同期直交検波回路110は、変調信号から、直交するIチャンネル側の信号（ S_I 信号）およびQチャンネル側の信号（ S_Q 信号）を検波する回路であり、変調信号を増幅する前段の増幅器111と、増幅器111から出力された変調信号をIチャンネル側とQチャンネル側の信号に直交検波する直交位相検波器120と、直交位相検波器120から出力されたIチャンネル側とQチャンネル側の信号の高調波成分を除去する低域通過フィルタ113および115と、これら帯域制限されたI, Qチャンネル側の信号のそれぞれを別個に増幅する後段の増幅器117および119と、から構成される。

【0006】

さらに、直交位相検波器120は、変調信号の本来の搬送波周波数（角周波数 ω_c ）に近い固定の周波数（角周波数 $\omega_c + \omega_d$ ）で発振する局部発振器122と

、局部発振器 1 2 2 の発振信号 ($\cos[(\omega_c + \omega_d)t]$) を用いて、変調信号から I チャンネル側の信号を乗積検波する乗算器 1 2 1 と、局部発振器 1 2 2 の発振信号の位相を $\pi/2$ ずらした発振信号を出力する移相器 1 2 5 と、移相器 1 2 5 から出力される発振信号 ($\sin[(\omega_c + \omega_d)t]$) を用いて、変調信号から Q チャンネル側の信号を乗積検波する乗算器 1 2 3 と、から構成される。

【 0 0 0 7 】

A/D 変換器 1 3 1 は、準同期直交検波回路 1 1 0 から出力された S_I 信号をデジタル値の I チャンネル・サンプル信号に変換する回路であり、A/D 変換器 1 3 2 は、 S_Q 信号をデジタル値の Q チャンネル・サンプル信号に変換する回路である。

【 0 0 0 8 】

また、タイミング再生回路 1 3 4 は、A/D 変換器 1 3 1 および 1 3 2 のそれぞれから出力された I、Q チャンネル・サンプル信号から、ベースバンド信号に同期したタイミングでデジタル値の S_I 信号および S_Q 信号を取り出す回路である。振幅比較器 1 3 6 は、これらデジタル値の S_I 信号および S_Q 信号からシンボル振幅を演算するとともに、演算されたシンボル振幅と基準振幅との差を示す信号（以下、振幅差信号と称する）を出力する回路である。

【 0 0 0 9 】

ここで、図 1 1 に、従来の復調装置における振幅比較器の概略構成を示すブロック図を示す。上記した振幅比較器 1 3 6 は、図 1 1 に示す構成となっており、I チャンネル側の信号（ここではデジタル値の S_I 信号）と Q チャンネル側の信号（ここではデジタル値の S_Q 信号）とを入力し、振幅演算部 1 5 1 によってこれら信号の各振幅をベクトル演算することでシンボル振幅を得る。そして、このシンボル振幅を示す信号と、変調信号の本来の振幅を示す基準振幅の反転信号、すなわち、 -1 倍して得た信号と、を加算部 1 5 2 により加算することで、これら振幅を示す信号の差分を振幅比較結果として出力する。

【 0 0 1 0 】

ループフィルタ 1 3 8 は、この振幅比較器 1 3 6 から出力された振幅比較結果を示す信号を平滑化し、平滑化した結果を上記した準同期直交検波回路 1 1 0 の

増幅器 1 1 1 に入力するためのフィルタである。

【 0 0 1 1 】

キャリア再生回路 1 4 0 は、上記したタイミング再生回路 1 3 4 から出力されたデジタル値の S_I 信号および S_Q 信号から、後述する位相差を補正することによって、最終的な取得目的となるデジタル値の I チャンネル信号 (I 信号) および Q チャンネル信号 (Q 信号) を抽出する回路であり、複素乗算器 1 4 2 と、位相比較器 1 4 3 と、ループフィルタ 1 4 4 と、数値制御発振器 1 4 5 と、正弦波発生器 1 4 6 とによって帰還ループを形成している。

【 0 0 1 2 】

つぎに、この復調装置 1 0 0 の動作について説明する。図 1 0 においてまず、Q P S K 変調された変調信号が、アンテナ (図示していない) を介して準同期直交検波回路 1 1 0 の増幅器 1 1 1 に入力されると、増幅器 1 1 1 において適当な利得により増幅された後、つづいて直交位相検波器 1 2 0 に入力される。

【 0 0 1 3 】

直交位相検波器 1 2 0 においては、増幅器 1 1 1 により増幅された変調信号を、乗算器 1 2 1 に入力し、この変調信号に上記した局部発振器 1 2 2 から出力される発振信号 ($\cos[(\omega_c + \omega_d)t]$) を乗積演算することで、I チャンネル側の信号を抽出する。また同様に、増幅された変調信号に上記した移相器 1 2 5 から出力される発振信号 ($\sin[(\omega_c + \omega_d)t]$) を乗積演算することで、Q チャンネル側の信号を抽出する。

【 0 0 1 4 】

このようにして直交位相検波器 1 2 0 から出力された I, Q チャンネル側の信号は、それぞれ低域通過フィルタ 1 1 3 および 1 1 5 に入力されて高調波成分が除去され、増幅器 1 1 7 および 1 1 9 に入力される。増幅器 1 1 7 および 1 1 9 のに入力された I, Q チャンネル側の信号は、互いに等しい利得によって増幅され、それぞれ S_I 信号、 S_Q 信号として出力される。一般に、この S_I 信号、 S_Q 信号は、最終的に復調されるべき I チャンネル信号 ($I(t)$) と Q チャンネル信号 ($Q(t)$) を用いて、以下の式のように表される。

【 0 0 1 5 】

$$S_I = I(t)\cos(\omega_d t) - Q(t)\sin(\omega_d t) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$S_Q = Q(t)\cos(\omega_d t) + I(t)\sin(\omega_d t) \quad \dots\dots\dots (2)$$

【0016】

ここで、上記した局部発振器の発振角周波数 ($\omega_c + \omega_d$) からわかるように、 ω_d は、搬送波の角周波数と局部発振器の角周波数の差を示すものである。

【0017】

そして、これら S_I 信号、 S_Q 信号は、つづいて A/D 変換器 131 および 132 に入力され、そこでサンプリングおよび量子化されて、それぞれデジタル値の I チャンネル・サンプル信号、Q チャンネル・サンプル信号に変換される。これら I, Q チャンネル・サンプル信号は、タイミング再生回路 134 に入力され、ベースバンド信号のクロック (シンボルレート) に同期したタイミングで抽出されて出力される。

【0018】

このタイミング再生回路 134 から出力されたデジタル値の I, Q チャンネル側の信号はそれぞれ、一方で振幅比較器 136 に入力され、他方でキャリア再生回路 140 の複素乗算器 142 に入力される。振幅比較器 136 に入力された I, Q チャンネル側の信号は、上記したように、振幅演算部 151 に入力されてシンボル振幅が演算されるとともに、加算部 152 により基準振幅との差分が演算される。この演算結果は、振幅比較結果として出力され、次段のループフィルタ 138 に入力される。

【0019】

そして、ループフィルタ 138 は、上記した振幅比較結果を示す信号を平滑化し、その結果を、利得を可変させる制御信号として準同期直交検波回路 110 の増幅器 111 に入力する。これにより、準同期直交検波回路 110、A/D 変換器 131 および 132、タイミング再生回路 134、振幅比較器 136、ループフィルタ 138 からなる構成によって帰還ループが形成され、タイミング再生回路 134 から出力された I チャンネル側および Q チャンネル側の信号で定まるシンボル振幅は、基準振幅に収束していく。

【0020】

他方、キャリア再生回路 1 4 0 の複素乗算器 1 4 2 に入力された I, Q チャネル側の各信号は、後述する正弦波発生器 1 4 6 から出力された角周波数 ω_r の $\cos(\omega_r t)$ 信号および $\sin(\omega_r t)$ 信号とともに、以下に示す式にしたがった複素乗算に用いられ、信号 $I'(t)$ 、 $Q'(t)$ として出力される。

【 0 0 2 1 】

$$I'(t) = S_I \cos(\omega_r t) + S_Q \sin(\omega_r t) \quad \dots \dots \dots (3)$$

$$Q'(t) = S_Q \cos(\omega_r t) - S_I \sin(\omega_r t) \quad \dots \dots \dots (4)$$

【 0 0 2 2 】

複素乗算器 1 4 2 から出力された信号 $I'(t)$ および $Q'(t)$ は、位相比較器 1 4 3 に入力され、位相比較器 1 4 3 ではこれら 2 つの信号の位相差に応じた信号（以下、位相差信号と称する）を出力する。位相比較器 1 4 3 から出力された位相差信号は、ループフィルタ 1 4 4 において平滑化され、単位時間の変化量の平均値を示す信号（以下、位相差平均信号と称する）として出力される。

【 0 0 2 3 】

ループフィルタ 1 4 4 から出力された位相差平均信号は、数値制御発振器 1 4 5 に入力され、数値制御発振器 1 4 5 では、この位相差平均信号、すなわち上式（1）および（2）に示した $\omega_r t$ に相当する信号を生成する。数値制御発振器 1 4 5 において生成された信号は、正弦波発生器 1 4 6 に入力され、正弦波発生器 1 4 6 は、角周波数 ω_r の $\cos(\omega_r t)$ 信号および $\sin(\omega_r t)$ 信号を複素乗算器 1 4 2 に入力する。

【 0 0 2 4 】

これにより、キャリア再生回路 1 4 0 において帰還ループが形成され、正弦波発生器 1 4 6 の発振角周波数 ω_r が、タイミング再生回路 1 3 4 から得られる S_I 信号および S_Q 信号の発振角周波数 ω_d に一致するように収束していく。具体的には、上式（1）～（4）から得られる以下の式からわかるように、角周波数 ω_r が ω_d に収束し、複素乗算器 1 4 2 から得られる信号 $I'(t)$ および $Q'(t)$ がそれぞれ、変調信号に含まれる本来の I チャネル信号（ $I(t)$ 信号）および Q チャネル信号（ $Q(t)$ 信号）となり、目的とする I, Q チャネル信号の復調を達成する。

【 0 0 2 5 】

$$\begin{aligned} I' &= S_I \cos(\omega_r t) + S_Q \sin(\omega_r t) \\ &= I(t) \cos((\omega_d - \omega_r) t) - Q(t) \sin((\omega_d - \omega_r) t) \quad \dots \dots (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q' &= S_Q \cos(\omega_r t) - S_I \sin(\omega_r t) \\ &= I(t) \sin((\omega_d - \omega_r) t) + Q(t) \cos((\omega_d - \omega_r) t) \quad \dots \dots (6) \end{aligned}$$

【 0 0 2 6 】

図 1 2 (a) は、従来の復調装置の動作を説明するための説明図であり、上述した理想的な復調において得られる Q P S K のコンスタレーションである。すなわち、上式 (5) および (6) において角周波数 ω_r が ω_d が収束した場合、複素乗算器 1 4 2 から出力された I , Q チャネル信号により定まるシンボルは、図 1 2 (a) に示すように、第 1 ~ 4 象限において互いに $\pi / 2$ ずれた 4 つの位置であってそれぞれが I , Q 軸に対して $\pi / 4$ ずれた位置のいずれかに特定される。

【 0 0 2 7 】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、実際には、準同期直交検波回路 1 1 0 の移相器 1 2 5 において、設定した移相量を厳格に保持することは困難であり、通常、わずかながらその移相量が目的とする値からずれてしまう。たとえば、図 1 0 に示す移相器 1 2 5 において、移相量 $\pi / 2$ が θ [r a d] ずれた場合には、増幅器 1 1 7 および 1 1 9 から出力される S_I , S_Q 信号もまた、上式 (1) および (2) に示した結果と異なってしまい、以下に示す式のように表される。

【 0 0 2 8 】

$$S_I = I(t) \cos(\omega_d t) - Q(t) \sin(\omega_d t) \quad \dots \dots \dots (7)$$

$$S_Q = Q(t) \cos(\omega_d t + \theta) + I(t) \sin(\omega_d t + \theta) \quad \dots \dots \dots (8)$$

【 0 0 2 9 】

さらに、複素乗算器 1 4 2 において、これら信号に対して複素演算をおこなうと、以下の式に示すような結果となる。

【 0 0 3 0 】

$$\begin{aligned} I' &= I(t) [\cos(\omega_d t) \cos(\omega_r t) + \sin(\omega_d t + \theta) \sin(\omega_r t)] + Q(t) [\cos(\omega_d t + \theta) \sin(\omega_r t) - \sin(\omega_d t) \sin(\omega_r t)] \quad \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

$$Q' = I(t) [\sin(\omega_d t + \theta) \cos(\omega_r t) - \cos(\omega_d t) \sin(\omega_r t)] + Q(t) [\sin(\omega_d t) \sin(\omega_r t) + \cos(\omega_d t + \theta) \sin(\omega_r t)] \dots \dots \dots (10)$$

【 0 0 3 1 】

よって、キャリア再生回路 1 4 0 の帰還ループによって、 $\omega_r = \omega_d$ となったとしても、 I' 、 Q' 信号は $I(t)$ 、 $Q(t)$ 信号に一致せずに、そのシンボルが直交歪みとなって現れる。図 1 2 (b) は、この場合のコンスタレーションを示す図であり、シンボルは、歪みがない場合のコンスタレーション (同図 (a)) 上の各シンボルの周囲を回転する位置に現れる。よって、従来の復調装置においては、この直交歪みにより、復調後の B E R (Bit Error Rate) 特性が劣化するという問題があった。

【 0 0 3 2 】

また、準同期直交検波回路 1 1 0 において、直交移相検波後の I 、 Q チャンネル信号を増幅する増幅器 1 1 7 および 1 1 9 間の利得が相違する場合にも、上記したような歪みが生じ、図 1 2 (b) と同様なコンスタレーションが現れ、上記同様、復調特性が劣化するという問題となっていた。

【 0 0 3 3 】

これは、振幅比較器 1 3 6 とループフィルタ 1 3 8 によって形成される帰還ループが、タイミング再生回路 1 3 4 から出力された I チャンネル側および Q チャンネル側の信号の各振幅のベクトル演算により求めた結果 (シンボル振幅) を、準同期直交検波回路 1 1 0 の増幅器 1 1 1 の利得を可変させる信号として利用しているにすぎず、増幅器 1 1 7 および 1 1 9 間の特性のずれを補償するものではないからである。

【 0 0 3 4 】

また、上記した問題を解決するためには、比較的大規模なイコライザ回路を設けなければならない、これにより回路構成が複雑となり、コストアップの要因となっていた。

【 0 0 3 5 】

本発明は、上述の問題点に鑑みてなされたものであって、タイミング再生回路通過後の I 、 Q チャンネル側の各信号から歪み量を検出することにより、上記した

直交歪みの補正と I、Q チャンネル側の各信号の振幅差の補正をおこない、これら歪みを要因とする復調特性の劣化を低減させることを目的とする。

【0036】

【課題を解決するための手段】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる復調方法および復調装置は、PSK 変調された変調信号から準同期検波方式によって得られた I チャンネル信号および Q チャンネル信号を復調する際に、歪み検出器 (30, 90) が、キャリア再生回路 (140) に入力される I チャンネル側の信号 (S_I' 信号) および Q チャンネル側の信号 (S_Q' 信号) からシンボル振幅を演算するとともに、演算したシンボル振幅と所定の基準振幅との差分を歪み信号として出力し、正弦波発生器 (50) が、ループフィルタ (40) を介して平滑化された上記歪み信号から直交する 2 つの正弦波を生成し、歪み補正器 (20) が、この 2 つの正弦波の一方 (第 1 の歪み補正係数) に上記した S_I' 信号を乗算して得た乗算結果と、2 つの正弦波の他方 (第 2 の歪み補正係数) に上記した S_Q' 信号を乗算して得た乗算結果と、を加算した結果を新たな S_Q' 信号としてキャリア再生回路 (140) に入力する。

【0037】

この発明によれば、キャリア再生回路 (140) の前段において、歪み補正器 (20) と、歪み検出器 (30) と、ループフィルタ (40) と、正弦波発生器 (50) と、からなる帰還ループが形成され、この帰還ループ回路により、直交位相検波で必要とされる移相器 (125) において生じた Q チャンネル信号側の歪みを検出するとともに、検出した歪みを補正した S_Q' 信号を取得することができるので、その補正結果である S_Q' 信号をあらためてキャリア再生回路 (140) に入力することにより、キャリア再生回路 (140) の処理以降において、上記した歪みによって受ける影響を解消することができる。

【0038】

また、本発明にかかる復調方法および復調装置は、振幅差比較器 (80) が、ベースバンド信号に同期したタイミングで信号を抽出するタイミング再生回路 (134) に入力される I チャンネル側の信号 (S_I 信号) および Q チャンネル側の信

号 (S_Q 信号) について、両信号間の差分を演算し、増幅器 (70) が、上記した S_I 信号および S_Q 信号の一方 (以下、第 1 のチャネル信号と称する) を、ループフィルタ (62) を介して平滑化された上記差分を示す信号に応じた利得で増幅し、該増幅結果を新たな第 1 のチャネル信号としてタイミング再生回路 (134) に入力する。

【0039】

この発明によれば、タイミング再生回路 (134) の前段において、増幅器 (70) と、振幅差比較器 (80) と、ループフィルタ (62) と、からなる帰還ループが形成され、この帰還ループ回路により、A/D変換器 (131, 132) から出力された I, Qチャネルのサンプル値等の S_I 信号および S_Q 信号の一方の信号の大きさが調節され、これら両信号が互いに等しくなるので、直交位相検波された直後の Iチャネル側および Qチャネル側の信号を各々別個に増幅する増幅器 (117, 119) に利得の相違が生じている場合であっても、タイミング再生回路 (134) の処理以降において、上記した利得の相違を起因とする歪みによって受ける影響を解消することができる。

【0040】

【発明の実施の形態】

以下に添付図面を参照して、この発明にかかる復調方法および復調装置の好適な実施の形態を詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0041】

(実施の形態 1)

まず、実施の形態 1 にかかる復調方法および復調装置について説明する。実施の形態 1 にかかる復調方法および復調装置は、上述した従来の復調装置 100 において、タイミング再生回路 134 から出力された I, Qチャネル信号に基づいて、上記した直交歪みを検出するとともに、検出した直交歪みを補正し、その補正した結果をキャリア再生回路 140 に入力することによって、直交歪み、すなわち上記した移相器 125 の移相ずれ θ の影響を受けない、復調信号の正確な再生を達成することを特徴としている。

【0042】

図1は、実施の形態1にかかる復調装置の概略構成を示すブロック図である。図1に示す復調装置10は、タイミング再生回路134とキャリア再生回路140との間に、歪み補正器20と、歪み検出器30と、ループフィルタ40と、正弦波発生器50と、からなる帰還ループ回路を設けた点が、従来の復調装置100と異なる。なお、その他の従来の復調装置100と共通する構成要素については、図10と同一符号を付してその説明を省略する。

【0043】

図1において、歪み補正器20は、タイミング再生回路134から出力されたI、Qチャンネル側の各信号と後述する正弦波発生器50から出力された正弦波信号とに基づいて、上記した直交歪みを補正し、最終的に復調すべきI、Qチャンネル信号、すなわち図12(a)に示した理想的なコンスタレーションを得るための信号を出力する回路である。

【0044】

図2は、実施の形態1にかかる復調装置の歪み補正器の概略構成を示すブロック図である。図2に示すように、歪み補正器20は、タイミング再生回路134から出力されたIチャンネル側の信号(S_I)を、そのまま S_I' 信号として出力する一方、Qチャンネル側の信号(S_Q)を乗算部21に入力する。

【0045】

乗算部21では、上記した S_Q 信号とともに、歪み補正係数として、後述する正弦波発生器50から出力された正弦波信号(c o s波)を入力し、これら入力された信号を乗算した結果を出力する。そして、乗算部21から出力された乗算結果は、加算部23に入力される。ここで、上記した S_I 信号は、乗算部22にも入力されており、乗算部22は、この S_I 信号とともに、歪み補正係数として、後述する正弦波発生器50から出力された正弦波信号(s i n波)を入力し、これら入力された信号を乗算した結果を出力する。

【0046】

そして、加算部23は、この乗算部22から出力された乗算結果を、乗算部21から出力された乗算結果に加算し、その結果を S_Q' 信号として出力する。すな

わち、歪み補正器 2 0 は、移相器 1 2 5 において移相ずれ θ が生じている場合に、上式 (8) に示したように、タイミング再生回路 1 3 4 から出力された I, Q チャネル側の各信号のうち Q チャネル側の信号のみがその影響を受けるため、この Q チャネル側の信号における歪みを、歪み補正係数を用いて補正するための回路である。

【 0 0 4 7 】

そして、歪み補正器 2 0 から出力された S_I' , S_Q' 信号は、一方でキャリア再生回路 1 4 0 の複素乗算器 1 4 2 に入力され、他方で歪み検出器 3 0 に入力される。歪み検出器 3 0 は、歪み補正器 2 0 の出力、すなわち上記した S_I' , S_Q' 信号からそのシンボルの歪み量を検出する回路である。

【 0 0 4 8 】

図 3 は、実施の形態 1 にかかる復調装置の歪み検出器の概略構成を示すブロック図である。図 3 に示すように、歪み検出器 3 0 は、まず、上記した S_I' , S_Q' 信号の双方を振幅演算部 3 1 と領域判定部 3 2 に入力する。ここで、振幅演算部 3 1 は、入力された S_I' , S_Q' 信号の各振幅をベクトル演算することでシンボル振幅を得る手段であり、領域判定部 3 2 は、I Q 空間において S_I' , S_Q' 信号の示すシンボルが位置する領域を判定し、判定された領域に応じた信号を出力する手段である。

【 0 0 4 9 】

振幅演算部 3 1 から出力された演算結果、すなわちシンボル振幅を示す信号は、加算部 3 3 に入力される。加算部 3 3 は、このシンボル振幅に、変調信号から得られるシンボル本来の振幅を負の符号で表した基準振幅を加算することで、これら振幅の差分を振幅比較結果として出力する。すなわち、振幅演算部 3 1 および加算部 3 3 からなる構成は、図 1 1 に示した振幅比較器 1 3 6 と同様な機能を有する。

【 0 0 5 0 】

そして、加算部 3 3 から出力された振幅比較結果は、セレクタ 3 5 に入力されるとともに、信号反転部 3 4 に入力される。信号反転部 3 4 は、振幅比較結果を反転させた信号、すなわち -1 倍した信号を出力する手段であり、この反転信号

は、セレクタ 3 5 に入力される。また、セレクタ 3 5 は、加算部 3 3 の出力である振幅比較結果と、信号反転部 3 4 の出力である振幅比較結果の反転信号と、特別な出力を示す信号と、のいずれか一つを選択信号に応じて選択し、歪み出力として出力する手段である。ここで、選択信号とは、領域判定部 3 2 から出力された信号である。

【 0 0 5 1 】

すなわち、歪み検出器 3 0 は、I Q 空間において、 S_I' 、 S_Q' 信号から定まるシンボルが位置する領域に応じて、 S_I' 、 S_Q' 信号のシンボル振幅と基準振幅との差分を示す信号か、その符号を反転させた信号か、またはいずれでもない特別な出力を示す信号か、のいずれかを歪み出力として出力する回路である。

【 0 0 5 2 】

領域判定部 3 2 がおこなう具体的な判定としては、たとえば、シンボル振幅が、I Q 空間の第 2 象限内または第 4 象限内にある特定の領域に位置する場合には「0」を示す信号を出力し、第 1 象限内または第 3 象限内の特定の領域に位置する場合には「1」を示す信号を出力し、その他の領域にある場合には「2」を示す信号を出力する。この場合、セレクタ 3 5 は、領域判定部 3 2 から出力された信号が「0」、「1」、「2」を示す場合に順に、上記した振幅比較結果を示す信号、振幅比較結果の反転信号、特別な値の信号（ゼロとしてもよいが、他の値が好ましい）を出力する。

【 0 0 5 3 】

この歪み検出器 3 0 から出力された歪み出力は、ループフィルタ 4 0 に入力されて平滑化される。つづいて、ループフィルタ 4 0 の出力は、正弦波発生器 5 0 に入力され、直交する 2 つの正弦波に変換される。図 4 は、実施の形態 1 にかかる復調装置における正弦波発生器の動作を説明するための説明図である。

【 0 0 5 4 】

図 4 に示すグラフにおいて、横軸は、ループフィルタ 4 0 からの入力を示しており、たとえば、正弦波発生器 5 0 に「+ 5 1 1」を示す信号が入力された場合には、+ 9 0 度の \cos 波、 \sin 波が出力され、「- 5 1 2」を示す信号が入力された場合には、 $-\pi/2$ [rad] の \cos 波、 \sin 波が出力される。

【0055】

すなわち、正弦波において、 $+511 \sim -512$ の範囲内で示される信号に応じた瞬時値が出力されることになる。この例では、瞬時値である振幅の範囲は、 $-64 \sim +64$ である。なお、この正弦波発生器50は、正弦波発生器146と異なり、全位相範囲である 2π [rad] 分の信号は必要なく、その半分の π [rad] 分の信号が生成できることで足りる。

【0056】

正弦波発生器50から出力された2つの正弦波、すなわちcos波およびsin波は、歪み補正係数として歪み補正器20にフィードバックされ、これにより帰還ループが形成される。

【0057】

つぎに、この復調装置10の動作について説明する。なお、変調信号が準同期直交検波回路110に入力されてから、タイミング再生回路134においてI、Qチャンネル側の各信号が抽出されるまでの信号の流れは、上述したとおりであるのでその説明を省略する。よって、ここでは、上記した歪み補正器20と、歪み検出器30と、ループフィルタ40と、正弦波発生器50と、からなる帰還ループ回路の動作を中心に説明する。

【0058】

図1においてまず、直交位相検波器120の移相器125に、たとえば正である移相ずれ θ が生じている場合、すなわち上式(7)および(8)に示した信号が、それぞれI、Qチャンネル側の各信号としてタイミング再生回路134から出力された場合、歪み検出器30は、歪み補正器20を通過後の S_I' 、 S_Q' 信号を入力することで、以下に説明するように、負を示す信号を歪み出力として出力する。

【0059】

図5は、実施の形態1にかかる復調装置の動作を説明するための説明図であり、特に、タイミング再生回路134から出力された S_I' 、 S_Q' 信号によるシンボルのコンスタレーションを示す図である。ここで、図5(a)は、理想的なシンボルのコンスタレーションであり、上記した移相ずれ θ がない場合、換言すれば

$\theta = 0$ の場合を示している。

【0 0 6 0】

また、図 5 (b) は、上記した移相ずれ θ が正の場合のコンスタレーション（太線）を示しており、図 5 (c) は、上記した移相ずれ θ が負の場合のコンスタレーション（太線）を示している。なお、図 5 (b) および (c) において、細線は、図 5 (a) に示した理想的なコンスタレーションを示すものである。

【0 0 6 1】

したがって、上記した例では、移相ずれ θ が正の場合の図 5 (b) が該当する。特に、図 5 (b) および (c) においては、図 1 2 (a) に示した理想的なコンスタレーション上の各シンボル位置（互いに $\pi/2$ ずれた 4 つの位置であってそれぞれが I, Q 軸に対して $\pi/4$ ずれた位置のシンボルの位置）と、I Q 空間の原点とを結ぶ 2 つの直線を中心線とした所定の角度から定まる領域が、上記した特定の領域となり、図中においては特定領域 a、b が相当する。

【0 0 6 2】

よって、図 5 (b) において、 S_I' , S_Q' 信号によるシンボルが I Q 空間の第 2 または第 4 象限の特定領域 b に位置する場合は、図示しているように、その領域では上記した正の移相ずれによって、 S_I' , S_Q' 信号によるシンボル振幅（太線）より、基準振幅（細線）の方が大きな値を示し、図 3 に示した加算部 3 3 による振幅比較結果は負の値を示す。この場合、領域判定部 3 2 から出力される信号は、特定領域 b を示す信号「0」が出力され、セクタ 3 5 では、加算部 3 3 の出力である負の値の信号がそのまま歪み出力として出力される。

【0 0 6 3】

他方、 S_I' , S_Q' 信号によるシンボルが I Q 空間の第 1 または第 3 象限の特定領域 a に位置する場合は、その S_I' , S_Q' 信号によるシンボル振幅（太線）の方が基準振幅（細線）よりも大きな値を示すので、加算部 3 3 による振幅比較結果は正の値が出力される。しかしながら、この場合、領域判定部 3 2 から出力される信号は、特定領域 a を示す信号「1」が出力されて、セクタ 3 5 では、加算部 3 3 の出力を反転した信号が選択されるため、結局は負の値の信号が歪み出力として出力される。

【 0 0 6 4 】

したがって、正の値を示す移相ずれ θ が生じている場合、歪み検出器 3 0 からは、演算されたシンボル振幅と基準振幅との差分に相当する信号が負の信号として出力される。同様に、負である移相ずれ θ が生じている場合、歪み検出器 3 0 から出力される歪み出力は正の信号となる。なお、シンボルが上記した特定領域 a にも b にも位置しない場合は、領域判定部 3 2 からは「2」を示す信号が出力され、セレクタ 3 5 を介し、歪み出力として特別な値の信号が出力される。

【 0 0 6 5 】

そして、負の信号を示す歪み出力は、ループフィルタ 4 0 において平滑化され、正弦波発生器 5 0 に負の信号が入力される。ここで、正弦波発生器 5 0 に入力される信号に対応する値、すなわち図 4 に示したグラフの横軸上の値を α とすると、正弦波発生器 5 0 から出力される 2 つの正弦波はそれぞれ、 $\cos \alpha$ 、 $\sin \alpha$ と表すことができる。この場合、歪み補正器 2 0 から出力される S_Q' 信号は、上述した歪み補正器 2 0 の構成により、 $S_Q' = S_Q \cos \alpha + S_I \sin \alpha$ と表すことができるが、これは、以下に示す式から導かれる結果を根拠としている。

【 0 0 6 6 】

まず、上式 (8) において、移相ずれ θ を排除するには、以下に示す式のように位相 α を導入し、 $\alpha = -\theta$ となるような α の値を正弦波発生器 5 0 に入力すればよい。

【 0 0 6 7 】

$$S_Q' = Q(t) \cos(\omega_d t + \theta + \alpha) + I(t) \sin(\omega_d t + \theta + \alpha) \quad \cdots (11)$$

【 0 0 6 8 】

ここで、上式 (11) を変形すると、以下の式が得られる。

$$S_Q' = [Q(t) \cos(\omega_d t + \theta) + I(t) \sin(\omega_d t + \theta)] \cos \alpha + [I(t) \cos(\omega_d t + \theta) - Q(t) \sin(\omega_d t + \theta)] \sin \alpha \quad \cdots (12)$$

【 0 0 6 9 】

さらに、移相ずれ θ が小さい場合を考えて、 $\cos \theta = 1$ 、 $\sin \theta = 0$ とすると、上式 (12) は以下のように表される。

【 0 0 7 0 】

$$\begin{aligned}
 S_Q' &= [Q(t)\cos(\omega_d t + \theta) + I(t)\sin(\omega_d t + \alpha)]\cos\alpha + [I(t)\cos(\omega_d t) - \\
 &Q(t)\sin(\omega_d t)]\sin\alpha \\
 &= S_Q\cos\alpha + S_I\sin\alpha \quad \dots\dots\dots (13)
 \end{aligned}$$

【 0 0 7 1 】

以上の導出結果は、歪み補正器 20 において、式 (13) が示す演算をおこなうことで歪み補正を達成することができることを意味している。したがって、以上に説明した動作により、ループフィルタ 40 の値が適当な値になると、歪み検出器 30 の出力、すなわち振幅比較結果がゼロとなり、歪みの補正が完了することになる。

【 0 0 7 2 】

なお、図 1 に示す復調装置 10 においては、タイミング再生回路 134 から出力される I, Q チャネル側の各信号を、振幅比較器 136 に入力して、準同期直交検波回路 110 へのフィードバック入力信号を得るための振幅比較をおこなったが、これに代えて、歪み補正器 20 から出力される S_I' , S_Q' 信号を振幅比較器 136 に入力してもよい。この場合、歪み補正後の I, Q チャネル信号が振幅比較に用いられるため、より有効にかつ高い信頼性で増幅器 111 の利得を可変することができる。さらに、この場合、歪み検出器 30 の加算部 33 から得られる振幅比較結果を、直接にループフィルタ 138 に入力することで、振幅比較器 136 を排除することができる。

【 0 0 7 3 】

以上に説明したように実施の形態 1 にかかる復調装置 10 は、タイミング再生回路 134 から出力された I, Q チャネル信号に基づいて、歪み補正器 20 と、歪み検出器 30 と、ループフィルタ 40 と、正弦波発生器 50 と、からなる帰還ループ回路によって、直交位相検波器 120 の移相器 125 において生じる直交歪みを検出するとともに、検出した直交歪みを補正し、その補正した結果をキャリア再生回路 140 に入力するので、上記した移相器 125 の移相ずれ θ の影響を解消し、直交歪みを要因とする復調特性の劣化を低減させることができる。

【 0 0 7 4 】

(実施の形態 2)

つぎに、実施の形態 2 にかかる復調方法および復調装置について説明する。上述した実施の形態 1 にかかる復調装置 1 0 においては、準同期直交検波回路 1 1 0 の移相器 1 2 5 で生じる移相ずれを起因とした歪みに対する補正をおこなうものであるが、準同期直交検波回路 1 1 0 の増幅器 1 1 7 および 1 1 9 間の利得が相違する場合にも、図 5 (b) または (c) と同様なコンスタレーションを示すことが問題となっていた。実施の形態 2 にかかる復調装置は、さらに、この問題を解決するために、上述した移相ずれの補正に加え、さらに増幅器 1 1 7 および 1 1 9 間の利得差補正をおこなうことで、復調信号のより正確な再生を達成することを特徴としている。

【0075】

図 6 は、実施の形態 2 にかかる復調装置の概略構成を示すブロック図である。図 6 に示す復調装置 6 0 は、準同期直交検波回路 1 1 0 から出力された Q チャネル側の信号 (S_Q) をデジタル変換する A/D 変換器 1 3 2 と、タイミング再生回路との間に、増幅器 7 0 と、振幅差比較器 8 0 と、ループフィルタ 6 2 と、からなる帰還ループ回路を設けた点が、実施の形態 1 の復調装置 1 0 と異なる。また、歪み検出器 9 0 の構成が歪み検出器 3 0 の構成と異なる。なお、その他の復調装置 1 0 と共通する構成要素については、図 1 と同一符号を付してその説明を省略する。

【0076】

上述した実施の形態 2 にかかる復調装置 6 0 において、増幅器 7 0 は、A/D 変換器 1 3 2 から出力された Q チャネル・サンプル信号を、後述するループフィルタ 6 2 から出力された信号が示す利得に基づいて増幅する回路である。図 7 は、実施の形態 2 にかかる復調装置の増幅器の概略構成を示すブロック図である。上記した増幅器 7 0 は、図 7 に示すように、増幅対象となる信号と、利得を示す信号とを乗算部 7 2 に入力し、その利得に応じた増幅をおこなう構成となっており、汎用的に使用される増幅器である。

【0077】

振幅差比較器 8 0 は、A/D 変換器 1 3 1 から出力された I チャネル・サンパ

ル信号と、増幅器 70 を通過後の増幅された Q チャンネル・サンプル信号と、を比較し、その大小関係および差分に応じた信号を出力する回路である。図 8 は、実施の形態 2 にかかる復調装置の振幅差比較器の概略構成を示すブロック図である。図 8 に示すように振幅差比較器 80 は、2 つの絶対値演算部 82 および 84 と、大小比較部 86 と、から構成される。

【0078】

ここで、絶対値演算部 82 は、I チャンネル側の信号の波形を形成する複数のサンプル信号からその中間値を演算しておき、その中間値と、I チャンネル・サンプル信号の瞬時値との差分の絶対値を演算する手段である。また、絶対値演算部 84 も同様に、I チャンネル・サンプル信号の中間値と、Q チャンネル・サンプル信号の瞬時値との差分の絶対値を演算する手段である。

【0079】

また、大小比較部 86 は、これら絶対値演算部 82 および 84 から出力された絶対値信号を入力し、これらの差分を演算する手段である。たとえば、Q チャンネル側の絶対値が I チャンネル側の絶対値よりも大きい場合には、それらの差分を負の値として出力し、逆に Q チャンネル側の絶対値が I チャンネル側の絶対値よりも小さい場合には、それらの差分を正の値として出力する。

【0080】

ループフィルタ 62 は、大小比較部 86 の出力、すなわち振幅差比較器 80 の出力を平滑化し、その結果を、利得を可変させる制御信号として増幅器 70 に入力する。これにより、帰還ループが形成され、A/D 変換器 131 および 132 からそれぞれ出力された I、Q チャンネル・サンプル信号の最大値、すなわち I、Q チャンネル信号波形の振幅は、互いに等しくなるように収束していく。

【0081】

また、歪み検出器 90 は、実施の形態 1 において説明した歪み検出器 30 に代替するものであるが、その構成が一部異なる。図 9 は、実施の形態 2 にかかる復調装置の歪み検出器の概略構成を示すブロック図である。図 9 において、領域判定部 92、信号反転部 94 およびセレクタ 96 は、順に図 3 に示した領域判定部 32、信号反転部 34 およびセレクタ 35 に相当し、その動作も同一である。歪

み検出器 90 が、図 3 に示した歪み検出器 30 と異なる点は、図 3 において振幅演算部 31 と加算部 33 と基準振幅を示す信号とからなる構成によって生成される振幅比較結果として、振幅比較器 136 から出力される振幅比較結果を利用していることである。

【0082】

すなわち、歪み検出器 90 は、信号反転部 94 およびセレクタ 96 に、振幅比較器 136 の出力である振幅比較結果を示す信号を入力している。これにより、回路構成を幾分簡単にすることができる。

【0083】

つぎに、この復調装置 60 の動作について説明する。なお、実施の形態 1 において重複する構成を経由する信号の流れについては、上述したとおりであるのでその説明を省略する。よって、ここでは、上記した増幅器 70 と、振幅差比較器 80 と、ループフィルタ 62 と、からなる帰還ループ回路の動作を中心に説明する。

【0084】

図 6 においてまず、準同期直交検波回路 110 の増幅器 117 および 119 の利得が互いに異なる場合には、A/D 変換器 131 および 132 間においても、その出力であるサンプル値の最大値に偏りが生じてしまう。そこで、振幅差比較器 80 が、適当なタイミングごとに I チャンネル・サンプル信号と Q チャンネル・サンプル信号を比較し続け、振幅差の検出をおこなうとともに、ループフィルタ 62 を介して、その振幅差に応じた信号を、Q チャンネル・サンプル値を増幅する増幅器 70 に入力する。

【0085】

これにより、タイミング再生回路 134 に入力される Q チャンネル・サンプル信号が調節され、上記した帰還ループの作用によって、I チャンネル・サンプル値と Q チャンネル・サンプル信号の最大値、すなわち I チャンネル信号と Q チャンネル信号の波形の振幅を等しくすることができる。なお、この振幅調節により、I、Q チャンネル・サンプル信号から演算されるシンボル振幅の値が大きくなってしまった場合であっても、後段の振幅比較器 136 によって、基準振幅に近づけるための

振幅調節がおこなわれるため、問題は生じない。

【 0 0 8 6 】

なお、増幅器 7 0 を A / D 変換器 1 3 1 の出力側に設けて、I チャンネル・サンプル信号を調節するようにしてもよい。

【 0 0 8 7 】

以上に説明したように実施の形態 2 にかかる復調装置 6 0 は、A / D 変換器 1 3 2 から出力された Q チャンネル・サンプル値を、増幅器 7 0 と、振幅差比較器 8 0 と、ループフィルタ 6 2 と、からなる帰還ループ回路によって、A / D 変換器 1 3 1 から出力された I チャンネル・サンプル値に等しくなるように調節するので、増幅器 1 1 7 および 1 1 9 間の利得の相違によって生じる歪みを補正することができ、より良好な復調特性を得ることが可能となる。

【 0 0 8 8 】

【発明の効果】

以上、説明したとおり、本発明によれば、キャリア再生回路の前段において、歪み補正器と、歪み検出器と、ループフィルタと、正弦波発生器と、からなる帰還ループ回路を設け、これにより、直交位相検波で必要とされる移相器において生じた Q チャンネル信号側の歪みを検出するとともに、検出した歪みを補正した信号を取得することができるので、その補正結果をあらためてキャリア再生回路に入力することにより、キャリア再生回路の処理以降において、上記した歪みによって受ける影響を解消することができ、I、Q チャンネル信号の復調特性の劣化が防止され、良好な復調が可能になる。

【 0 0 8 9 】

また、本発明によれば、タイミング再生回路の前段において、増幅器と、振幅差比較器と、ループフィルタと、からなる帰還ループ回路を設け、この帰還ループ回路により、A / D 変換器から出力された I、Q チャンネルのサンプル値等の I チャンネル側の信号および Q チャンネル側の信号の一方の大きさが調節され、これら両信号が互いに等しくなるので、直交位相検波された直後の I チャンネル側および Q チャンネル側の信号を各々別個に増幅する増幅器に利得の相違が生じている場合であっても、タイミング再生回路の処理以降において、上記した利得の相違を起

因とする歪みによって受ける影響を解消することができ、I、Qチャネル信号の復調特性の劣化が防止され、より良好な復調が可能になる。

【0090】

また、本発明においては、比較的簡単な帰還ループ回路を設けることで、上記した移相ずれによる直交歪みおよび増幅利得による振幅歪みの補正をおこなうことができるので、イコライザ回路のような複雑な回路を設けることなく、コスト低減を図ることも可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施の形態1にかかる復調装置の概略構成を示すブロック図である。

【図2】

実施の形態1にかかる復調装置の歪み補正器の概略構成を示すブロック図である。

【図3】

実施の形態1にかかる復調装置の歪み検出器の概略構成を示すブロック図である。

【図4】

実施の形態1にかかる復調装置における正弦波発生器の動作を説明するための説明図である。

【図5】

実施の形態1にかかる復調装置の動作を説明するための説明図である。

【図6】

本発明の実施の形態2にかかる復調装置の概略構成を示すブロック図である。

【図7】

実施の形態2にかかる復調装置の増幅器の概略構成を示すブロック図である。

【図8】

実施の形態2にかかる復調装置の振幅差比較器の概略構成を示すブロック図である。

【図9】

実施の形態 2 にかかる復調装置の歪み検出器の概略構成を示すブロック図である。

【図 1 0】

従来の復調装置の概略構成を示すブロック図である。

【図 1 1】

従来の復調装置における振幅比較器の概略構成を示すブロック図である。

【図 1 2】

従来の復調装置の動作を説明するための説明図である。

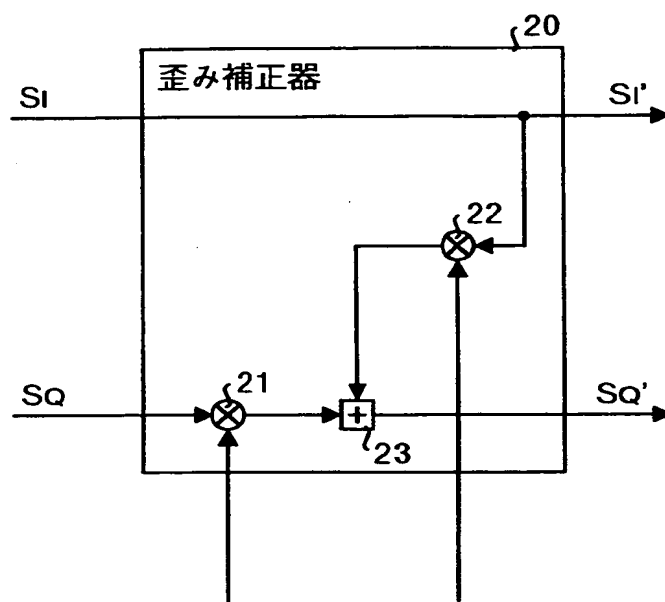
【符号の説明】

- 1 0, 6 0 復調装置
- 2 0 歪み補正器
- 2 1, 2 2, 7 2 乗算部
- 2 3, 3 3, 1 5 2 加算部
- 3 0, 9 0 歪み検出器
- 3 1, 1 5 1 振幅演算部
- 3 2, 9 2 領域判定部
- 3 4, 9 4 信号反転部
- 3 5, 9 6 セレクタ
- 4 0, 6 2, 1 3 8, 1 4 4 ループフィルタ
- 5 0 正弦波発生器
- 7 0, 1 1 1, 1 1 7, 1 1 9 増幅器
- 8 0 振幅差比較器
- 8 2, 8 4 絶対値演算部
- 8 6 大小比較部
- 1 1 0 準同期直交検波回路
- 1 1 3 低域通過フィルタ
- 1 2 0 直交位相検波器
- 1 2 1, 1 2 3 乗算器
- 1 2 2 局部発振器

- 1 2 5 移相器
- 1 3 1, 1 3 2 A/D変換器
- 1 3 4 タイミング再生回路
- 1 3 6 振幅比較器
- 1 4 0 キャリア再生回路
- 1 4 2 複素乗算器
- 1 4 3 位相比較器
- 1 4 5 数値制御発振器
- 1 4 6 正弦波発生器

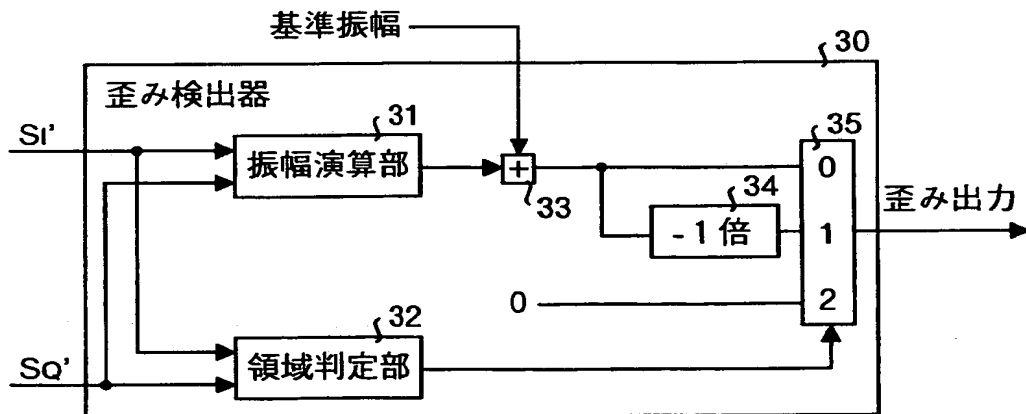
【図 2】

実施の形態 1 にかかる復調装置における歪み補正器の概略構成を示すブロック図



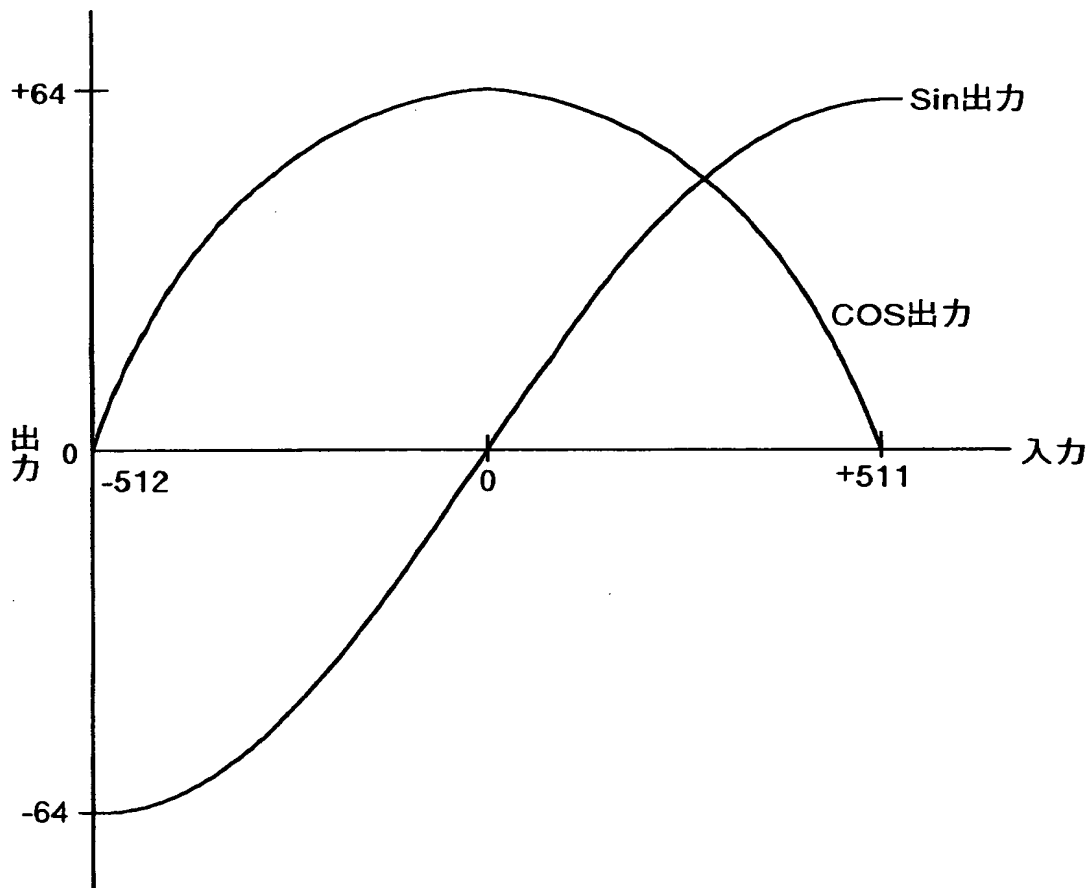
【図 3】

実施の形態 1 にかかる復調装置における歪み検出器の概略構成を示すブロック図



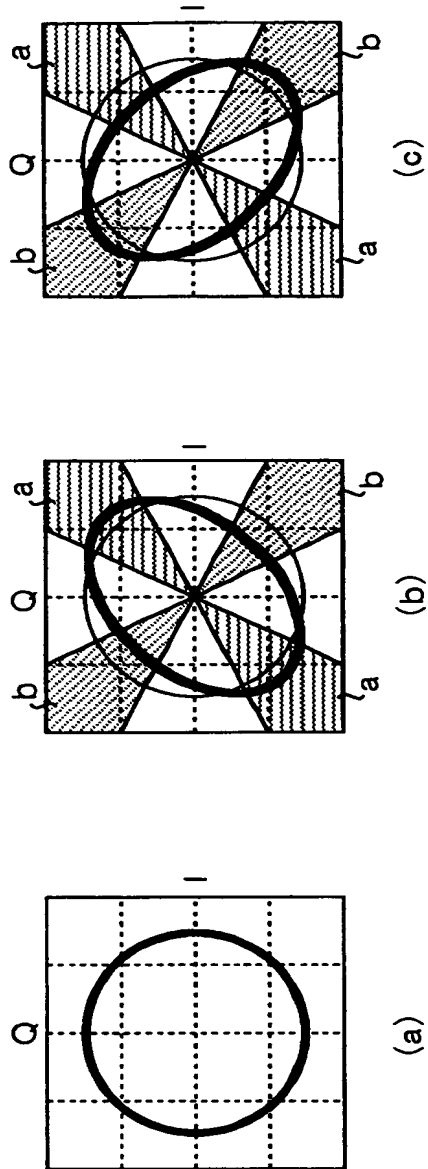
【図 4】

実施の形態 1 にかかる復調装置における正弦波発生器の
動作を説明するための説明図



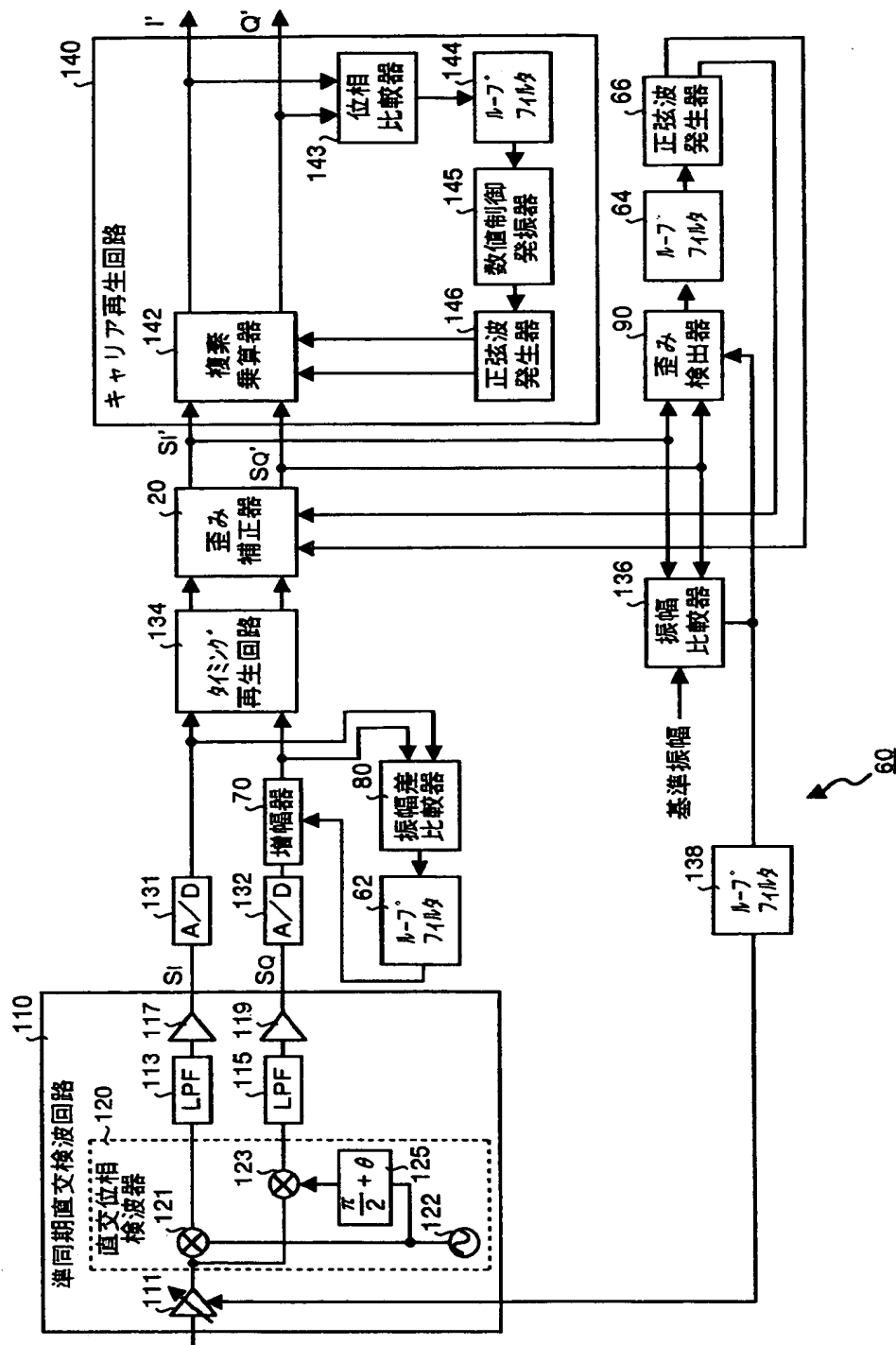
【図 5】

実施の形態 1 にかかる復調装置の動作を説明するための説明図



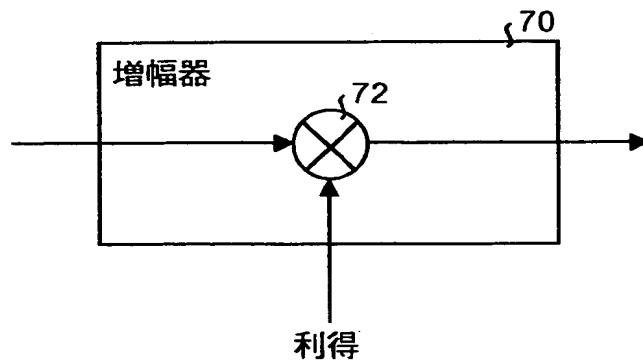
【図 6】

本発明の実施の形態 2 にかかる復調装置の
概略構成を示すブロック図



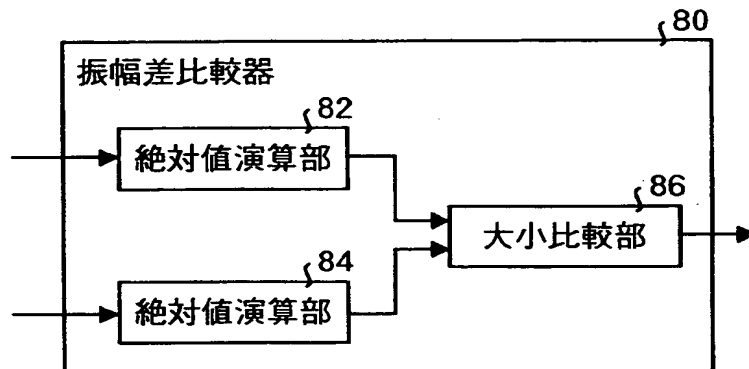
【図 7】

実施の形態 2 にかかる復調装置における増幅器の概略構成を示すブロック図



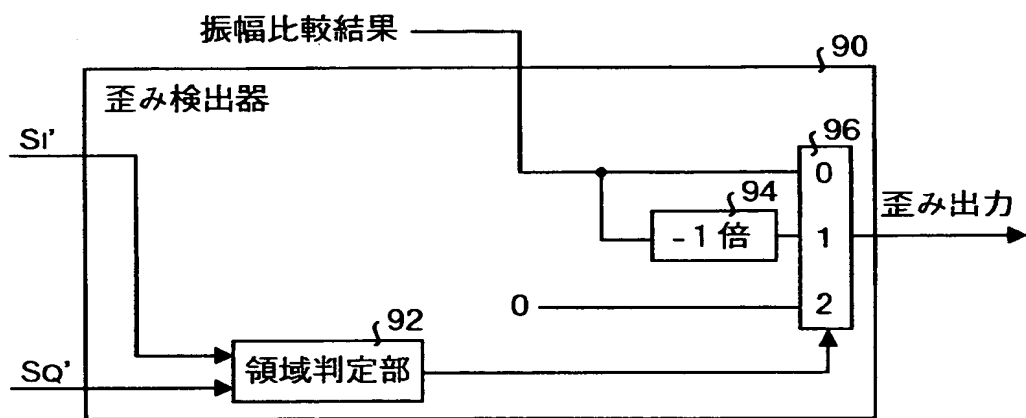
【図 8】

実施の形態 2 にかかる復調装置における振幅差比較器の概略構成を示すブロック図

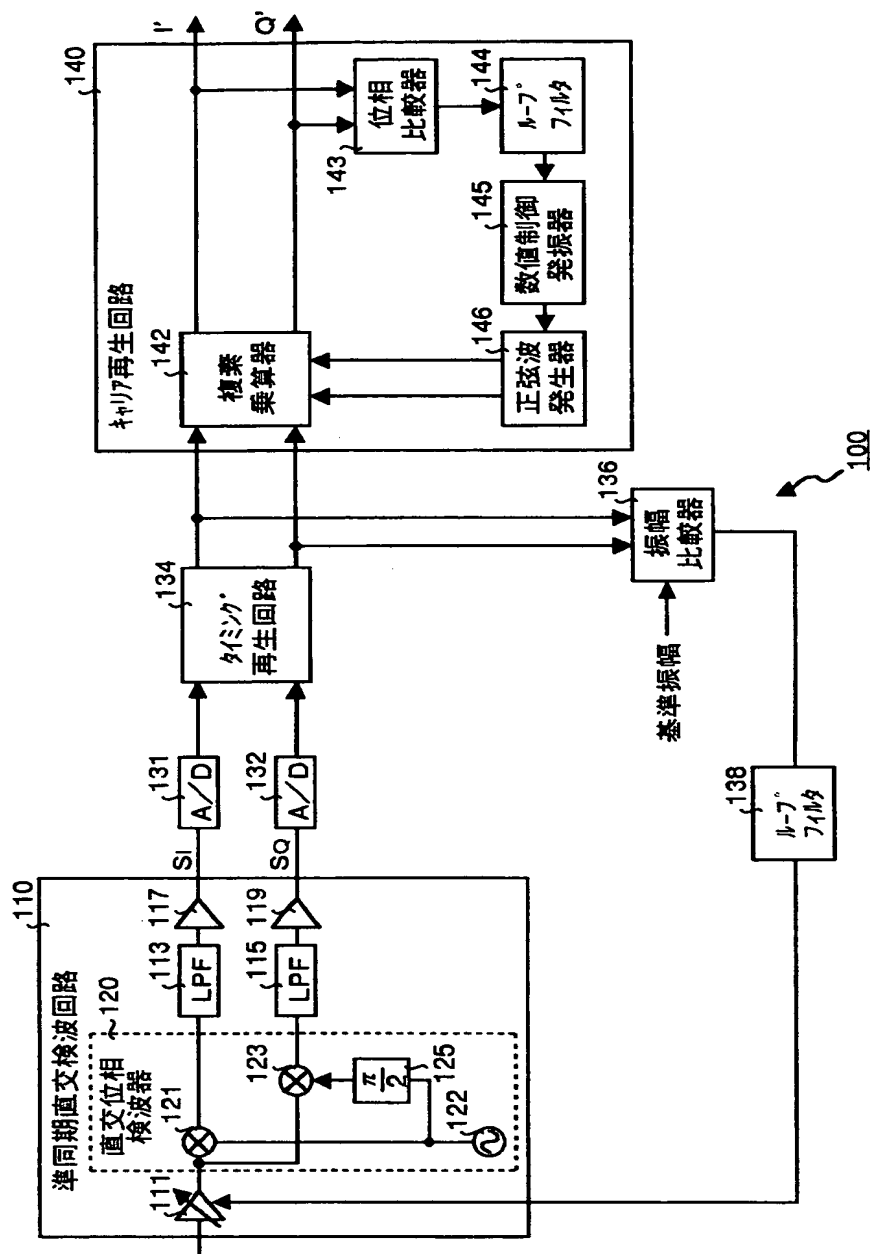


【図 9】

実施の形態 2 にかかる復調装置における歪み検出器の概略構成を示すブロック図

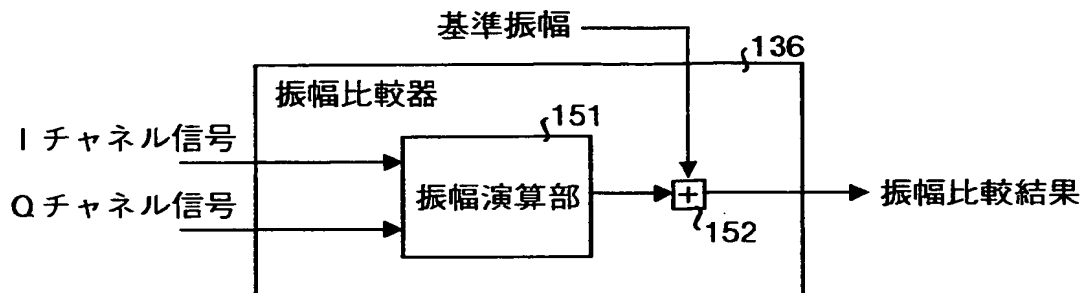


【図 10】



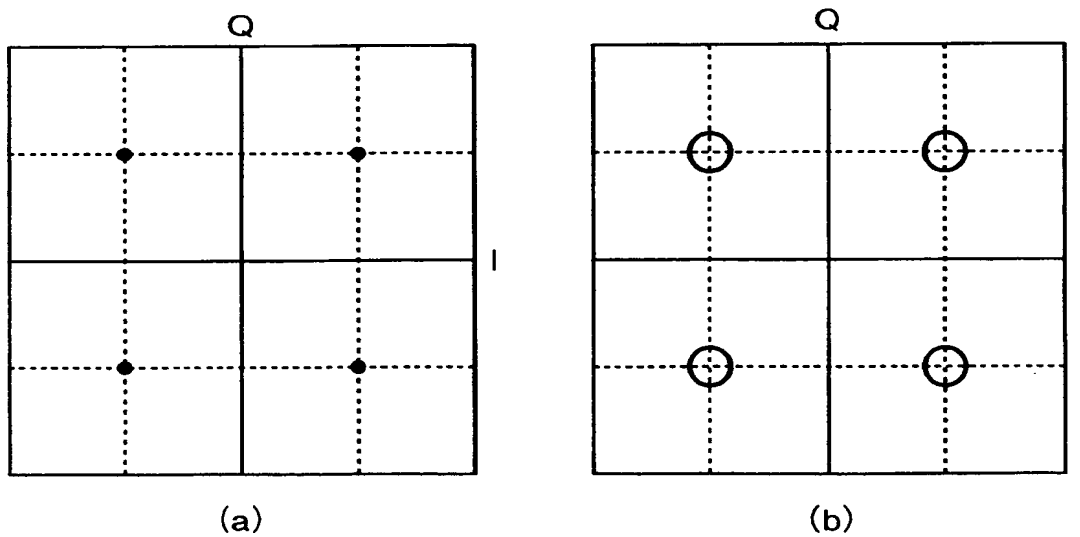
【図 1 1】

従来の復調装置における振幅比較器の概略構成を示す
ブロック図



【図 1 2】

従来の復調装置の動作を説明するための説明図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 準同期検波復調において移相器の移相ずれによる直交歪みを補正すること。

【解決手段】 歪み検出器 3 0 が、キャリア再生回路 1 4 0 に入力される I チャネル側の信号 (S_I' 信号) および Q チャネル側の信号 (S_Q' 信号) からシンボル振幅を演算するとともに、演算したシンボル振幅と所定の基準振幅との差分を歪み信号として出力し、正弦波発生器 5 0 が、ループフィルタ 4 0 を介して平滑化された上記歪み信号から直交する 2 つの正弦波を生成し、歪み補正器 2 0 が、この 2 つの正弦波の一方 (第 1 の歪み補正係数) に上記した S_I' 信号を乗算して得た乗算結果と、2 つの正弦波の他方 (第 2 の歪み補正係数) に上記した S_Q' 信号を乗算して得た乗算結果と、を加算した結果を新たな S_Q' 信号としてキャリア再生回路 1 4 0 に入力する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社